



①9 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENT- UND  
MARKENAMT

⑫ Off nl gungsschrift  
⑩ DE 197 33 825 A 1

⑤1 Int. Cl.<sup>6</sup>:  
H 04 L 5/06

②1 Aktenzeichen: 197 33 825.9  
②2 Anmeldetag: 5. 8. 97  
④3 Offenlegungstag: 11. 2. 99

⑦1 Anmelder:  
Siemens AG, 80333 München, DE

⑦2 Erfinder:  
Stantchev, Branimir, Dipl.-Ing., 01307 Dresden, DE

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

⑤4 Verfahren und Anordnung zur kombinierten Messung des Anfangs eines Datenblocks und des Trägerfrequenzversatzes in einem Mehrträgerübertragungssystem für unregelmäßige Übertragung von Datenblöcken

⑤7 Die Erfindung betrifft ein Verfahren zum Empfang eines Mehrträgersignals, insbesondere für eine einmalige Übertragung eines Datenblocks, wobei ein Mehrträger-testsignal mit periodischem zweifachen Aufbau zusammen mit dem Datenblock ausgesendet wird, und dieses Mehrträger-testsignal zur kombinierten Messung vom Anfang des ersten Datensymbol des Datenblocks und von einem eventuellen Trägerfrequenzversatz zwischen Sender und Empfänger nach der Gesamtheit folgender nacheinander ausgeführter Verfahrensschritte in einem digitalen Empfänger verwendet wird:

a) grobe Messung vom Anfang des Datenblocks durch die Auswertung des Mehrträger-testsignals, ohne daß eine FFT dabei berechnet wird

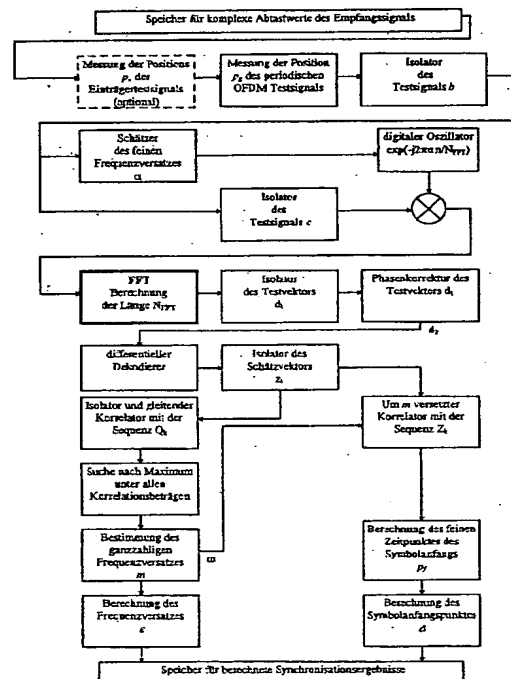
b) Bestimmung des eventuell vorhandenen feinen Trägerfrequenzversatzes zwischen Sender und Empfänger durch die Isolation und Auswertung eines Teils des periodischen Mehrträger-testsignals, ohne daß eine FFT dabei berechnet wird

c) Isolation und digitale Frequenzkorrektur von  $N_{FFT}$  Abtastwerten aus dem periodischen Mehrträger-testsignal und Berechnung einer FFT der Länge  $N_{FFT}$  aus diesen Werten

d) Isolation und eventuell Phasenkorrektur eines Testvektors  $d_1$  der Länge  $M < N_{FFT}$  aus den berechneten FFT Werten

e) Berechnung eines Testvektors  $z_1$  der Länge  $(M-1)$  durch differentielle Dekodierung des eventuell phasenkorrigierten Testvektors  $d_1$

f) Messung von einem eventuellen vorhandenen ganzzahligen Trägerfrequenzversatz zwischen Sender und Empfänger mit Maximalwert von betragsmäßig  $\Theta$  ...



DE 197 33 825 A 1

DE 197 33 825 A 1

Die Erfindung betrifft ein Verfahren und eine Anordnung zur empfängerseitigen Bestimmung des Anfanges vom ersten Symbol und des Trägerfrequenzversatzes beim einmaligen Empfang eines Mehrträgersignals bestehend aus einer Reihenfolge von Datensymbolen, die einen Datenblock bilden. Die Bestimmung des Symbolanfangs regelt den Symboltakt zur Demodulation der einzelnen Symbole. Der Schätzwert des Trägerfrequenzversatzes dient als Stellgröße für eine Frequenzkorrektur im Empfänger sowohl beim Empfangen als auch beim späteren Senden von Datensignalen. Dabei wird ein Testsignal sendeseitig zu einem ungewissen Zeitpunkt zusammen mit einem Datenblock ausgestrahlt und von einer empfängerseitigen Anordnung gesucht und ausgewertet. Es wird eine Konstruktionsregel von Testsignalen angegeben, die die kombinierte Schätzung des Anfangs vom ersten Datensymbol und des Trägerfrequenzversatzes zwischen Sender und Empfänger ermöglichen.

Die Erfindung ist geeignet für eine vorwärtsarbeitende digitale Synchronisation von drahtlosen oder drahtgebundenen Empfängern, die OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) Signale zur Übertragung von einzelnen unregelmäßig ausgesendeten Datenblöcken verarbeiten. Die Erfindung betrifft den allgemeinen Fall einer Ein-Schuß-Synchronisation, die für jeden einzelnen Datenblock unabhängig von vorangegangenen oder zukünftigen Synchronisationsversuchen ausgeführt werden kann. Ihre Genauigkeit eignet sich für hochratige OFDM Signale, die für hohe Bandbreiteneffizienz möglicherweise höherwertige Modulation (z. B. 8-DPSK oder 16-QAM) verwenden. OFDM wird derzeit als geeignete Modulationstechnik für zukünftige breitbandige multimediale Mobilfunksysteme und breitbandige drahtlose Netze angesehen.

Die Synchronisation von OFDM Signalen wurde u. a. in einem europäischen Patent: Erfinder Andreas Müller, Anmeldenummer 92113788.1, in F. Classen: "Systemkomponenten für eine terrestrische digitale mobile Breitbandübertragung", Dissertation an der RWTH Aachen, Shaker Verlag, Aachen 1996, und in den Konferenzveröffentlichungen:

- M. Schmidl, D. Cox: "Low-overhead, low-complexity [burst] synchronization for OFDM," Konferenzband, IEEE International Conference on Communications '96, S. 1301-1306,
- M. Sandell, J. Beek, P. Börjesson, "Timing and frequency synchronization in OFDM systems using the cyclic prefix," Konferenzband, International Symposium on Synchronization, Essen, Deutschland, Dezember 1995, S. 16-19,

behandelt. Einige bisherige Arbeiten über die Synchronisation von OFDM Empfängern schlugen die Aussendung eines zeitlich periodischen Testsignals bestimmter Länge vor, das vom Empfänger nach seiner Periodizität ausgewertet wird und zur Bestimmung des Anfangs eines Datenblocks oder eines eventuellen Trägerfrequenzversatzes zwischen Sender und Empfänger verwendet wird.

Es wurden dabei Verfahren für diese Auswertung sowohl vor als auch nach der Berechnung der für die Demodulation von OFDM Signalen verwendeten Fast Fourier Transformation (FFT) angegeben.

Nachteilig bei bekannten Verfahren und Anordnungen ist es, daß sie jeweils durch mindestens eins der folgenden Merkmale gekennzeichnet sind:

- es wird nur ein Teil der gesamten Synchronisation des Empfängers behandelt, wobei die restliche Synchronisationsaufgaben als ideal abgeschlossen vorausgesetzt werden; ein Beispiel ist die Beschreibung eines Verfahrens zur Schätzung des Trägerfrequenzversatzes wobei eine ideale Symboltaktsynchronisation vorausgesetzt wird
- es wird eine regelmäßige Wiederholung von Testsignalen zur Empfängersynchronisation festgelegt, oder/und es werden Mittelungen über mehrere Synchronisationsabläufe bzw. Testsignale für eine ausreichende Genauigkeit der Synchronisation benötigt; während dieser Ansatz bei Rundfunktanwendungen günstig ist, ist er bei unregelmäßiger Übertragung von Datenblöcken in zwei Übertragungsrichtungen unmöglich oder mit großem Aufwand realisierbar
- die zu realisierenden Rechenoperationen pro Synchronisationsablauf richten sich nicht nach einer minimalen Verarbeitungskomplexität seitens der Hardware.

OFDM ist ein Mehrträgermodulationsverfahren. Das OFDM Sendesignal  $s(t)$  im Basisband besteht aus der zeitlichen Reihenfolge einzelner OFDM Symbolsignale  $g_i(t)$  der Dauer  $T_S$ :

$$s(t) = \sum_i g_i(t - iT_S) \text{ mit}$$

$$g_i(t) = \sum_k S_{i,k} e^{j2\pi k F_\Delta t} b(t), \text{ und dem Basisimpuls} \quad (1)$$

$$b(t) = \begin{cases} 1 & , \quad T_G \leq t \leq T \\ 0 & , \quad \text{sonst} \end{cases}$$

Der Summationsindex  $i$  stellt den Symboltakt und  $k$  - den Subträger der Frequenz  $kF_\Delta$  dar. Das OFDM Symbolsignal  $g_i(t)$  besteht aus der Superposition von  $M$  (z. B.  $M=49$ ) Subträgern  $e^{j2\pi k F_\Delta t}$ , die unabhängig voneinander durch die komplexen Datensymbole  $S_{i,k}$  moduliert werden. Der Vektor aller Symbole  $S_{i,k}$  für einen festen Symboltaktwert  $i$  wird als Symbolblock  $s_i$  bezeichnet.

Die Superposition, auch Modulation genannt, wird digital durch eine Inverse Fast Fourier Transformation (IFFT) der Länge  $N_{\text{FFT}}$  realisiert. Es gilt  $N_{\text{FFT}} > M$ , wobei  $M$  Eingabewerte der IFFT mit  $S_{i,k}$  identisch sind und die restlichen  $(N_{\text{FFT}} - M)$  Eingabewerte mit Null belegt werden.

Die Demodulation des OFDM Signals wird durch eine FFT der Länge  $N_{\text{FFT}}$  umgesetzt. Weiterhin werden folgende Parameter definiert:

$T$  = genutzte Symboldauer

$T_G$  = Schutzintervall, das mindestens so lang wie der maximale Echo des Kanals ist

$F_A$  = Subträgerabstand.

Es gelten die Relationen  $T_S = T + T_G$  und  $F_A = 1/T$ . Für praktische Anwendungen gilt  $T_G < 0.25 T_S$ .

Ein Datenblock besteht aus einer Reihenfolge von mindestens einem OFDM Symbol  $g_i(t)$ . Dieser wird mit einem Testsignal versehen, das entweder vor dem Datenblock oder mitten im Datenblock steht. Im ersten Fall wird das Testsignal als Präambel, im zweiten Fall – als Midämbel bezeichnet. In einer praktischen Implementierung eines Mehrträgerübertragungssystems gilt die Voraussetzung, daß:

- die zeitliche Eigenschaften des Übertragungskanal während der Dauer des Testsignals  $2T_S$  näherungsweise konstant sind,
- die Frequenzeigenschaften des Übertragungskanal über einen Frequenzabschnitt von mindestens  $2F_A$  näherungsweise konstant sind.

Aufgabe der Erfindung ist es, ein Verfahren anzugeben, das, gesteuert durch ein einmalig ausgesendetes Testsignal und mit Rücksicht auf minimalen Verarbeitungsaufwand, den genauen Anfang des ersten Datensymbols und den Trägerfrequenzversatz zwischen Sender und Empfänger in einem mit diesem Testsignal versehenen Datenblock kombiniert bestimmt.

Erfindungsgemäß wird diese Aufgabe vom Empfänger durch Beobachten des Empfangssignals und mittels der Gesamtheit und der Reihenfolge der in Anspruch 1 genannten Verfahrensschritten gelöst, um dann:

- den OFDM Symboltakt für die Demodulation der einzelnen Subträgersymbole vorzugeben,
- eine digitale Frequenzkorrektur anzusteuern,
- die Frequenzsynthese im hochfrequenten Teil des Empfängers zu korrigieren.

Der gesamte erfindungsgemäße Verarbeitungsablauf ist in **Abb. 1** dargestellt. Weiterhin wird die Aufgabe mit einer Anordnung nach Anspruch 10 und **Abb. 7** gelöst. Wesentlich an der Lösung ist es, daß mit dem Datenblock ein Mehrträgetestsignal mit periodischem zeitlichem Aufbau gemäß **Abb. 3** ausgesendet wird. Die Auswertung des Mehrträgetestsignals erfolgt mittels der Schritte a) bis i) vom Anspruch 1. Die Konstruktion des Mehrträgetestsignals wird in Ansprüchen 4 und 5 angegeben. Dann ist es vorteilhaft, vor dem Mehrträgetestsignal ein Einträgetestsignal gemäß Ansprüchen 2 und 3 auszusenden, um dieses für die Bestimmung des Anfangs vom Datenblock zusätzlich und mit geringem Verarbeitungsaufwand zu nutzen. Die prinzipielle Erzeugung dieses Einträgetestsignals durch das Mehrträgerübertragungssystem ist in **Abb. 2** dargestellt. Einzelne Verarbeitungsschritte, die in **Abb. 4** bis 6 dargestellt sind, sind in einem Ausführungsbeispiel aufgeschlüsselt.

Wesentlich an der Lösung ist die optimale Schaltungsreihenfolge aller Verfahrensschritte nach **Abb. 1**, wobei das Vorhandensein noch unbekannter Parameter die Schätzung eines Parameters (Zeit oder Frequenz) im jeweiligen Schritt nicht behindert. Durch geeignete Isolation von Testsignalen bzw. Testvektoren wird kein Rauschen durch Intersymbolinterferenz (ISI) und Subträgerinterferenz bei der Parameterschätzung verursacht.

Der Hauptvorteil der Erfindung ist die kombinierte Schätzung des Symbolanfangs und des Frequenzversatzes durch einen einzigen Synchronisationsablauf. Vorteilhaft ist die geringe Anzahl an Rechenoperationen für den Synchronisationsablauf, vor allem die Tatsache, daß nur eine einzige FFT für die Synchronisation benötigt wird.

Ein Vorteil der Erfindung ist es, daß im Falle einer differentiellen Modulation auf jedem einzelnen Subträger in Zeitrichtung die für Synchronisation erforderliche FFT mittels einer nachfolgenden Phasenkorrektur für jeden nutzbaren Subträger zur Berechnung des ersten OFDM Referenzsymbols im Datenblock verwendbar ist. Nach dieser Phasenkorrektur kann weiterhin eine Kanalschätzung im Frequenzbereich gemacht werden, die für kohärente Demodulation oder für eine Entzerrung der Subträgersymbole im Frequenzbereich gebraucht wird.

Vorteilhafterweise läßt sich außerdem der ganzzahlige Trägerfrequenzversatz nach dem in Anspruch 6 angegebenen Verfahrensschritt besonders robust bestimmen. Präzise und mit geringem Verarbeitungsaufwand kann auch die feine Schätzung des Anfangs vom Datenblock im Verfahrensschritt gemäß Anspruch 7 berechnet werden. Deren kleine Übertragungskanalabhängige Ungenauigkeit läßt sich durch eine Maßnahme nach Anspruch 8 kompensieren.

Ein wesentlicher Vorteil der Erfindung für drahtlose Anwendungen ist die zeitweise Nutzung einiger OFDM Subträger zur Übertragung eines Einträgetestsignals. Der Empfänger kann durch geeignetes schmalbandiges Herausfiltern dieses Testsignals und Einträgeroperationen leistungssparend und mit einer kleinen Anzahl von Rechenoperationen pro Zeiteinheit den Symboltakt und den Anfang des Datenblocks bestimmen. Dieser Schritt ist optional und besonders vorteilhaft für die zeitunkritische Anfangssynchronisation von mobilen Endgeräten.

Eine entsprechende Skalierbarkeit des OFDM Modems auf Einträgerarbeitsmodus wird dabei vorausgesetzt.

Anhand der Abbildungen wird das folgende Ausführungsbeispiel beschrieben. Diese zeigen folgende Abläufe und Anordnungen:

**Abb. 1:** Gesamter erfindungsgemäßer Verarbeitungsablauf zur Synchronisation;

**Abb. 2:** Prinzipielle Erzeugung des Einträgetestsignals durch das Mehrträgerübertragungssystem;

**Abb. 3:** Zeitlicher Aufbau des Mehrträgetestsignals;

**Abb. 4:** Verarbeitungsablauf zu der Isolation des FFT Eingangsvektors und der digitalen Frequenzkorrektur des feinen Trägerfrequenzversatzes;

**Abb. 5:** Verarbeitungsablauf zur Isolation und Phasenkorrektur eines Testvektors aus den FFT Werten;

**Abb. 6:** Verarbeitungsablauf zur Bestimmung des ganzzahligen Trägerfrequenzversatzes zwischen Sender und Empfänger;

**Abb. 7:** Schaltungsanordnung zur Ausführung des gesamten erfindungsgemäßen Verarbeitungsablaufes.

In einem Ausführungsbeispiel wird das erfindungsgemäße Verfahren in seinen einzelnen Schritten und deren Abhängigkeiten gemäß **Abb. 1** näher erläutert. Es wird eine Menge  $I_M$  von IFFT-Indizes definiert, welche die in Gl. (1) definierten Symbole  $S_{i,k}$ ,  $k \in I_M$  enthalten:

$$I_M = \{M - \text{int}(M/2) - 1, N_{\text{FFT}} - (M - \text{int}(M/2)), \dots, N_{\text{FFT}} - 2, N_{\text{FFT}} - 1, 0, 1, 2, \dots, \text{int}(M/2) - 1, \text{int}(M/2)\} \quad (2).$$

Mit  $\text{int}(\cdot)$  wird die größte ganze Zahl kleiner oder gleich  $\cdot$  bezeichnet. Das erste Element von  $I_M$  entspricht der niedrigsten Frequenzlage im Spektrum des ausgestrahlten OFDM Signals  $s(t)$ .

In einem ersten Verfahrensschritt wird eine optionale grobe Messung des Anfangs des Datenblocks durch ein Einträgetestsignal durchgeführt.

Das Einträgetestsignal besteht aus einer modulierten komplexen Symbolsequenz  $C_{e,i}$ ,  $i=0, \dots, L_e-1$  der Länge  $L_e$  mit einer sehr guten Autokorrelation. Es wird eine Gruppe benachbarter OFDM Subträger für die Dauer von mindestens  $L_e$  OFDM Symbole zur Bildung des Einträgetestsignals verwendet. Mindestens ein Subträger aus dieser Gruppe wird dabei zur Modulation der Symbolsequenz  $C_{e,i}$  verwendet. Die restlichen Subträger dieser Gruppe werden jeweils mit Null belegt, um ein Schutzband in Frequenzrichtung zu dem Rest des OFDM Signals zu bilden. **Abb. 2** zeigt die prinzipielle Gruppenstruktur. Im Ausführungsbeispiel wird eine Gruppe von sechs benachbarten Subträgern mit IFFT-Indizes **14, 15, 16, 17, 18, 19** aus einer 128-FFT betrachtet. Die Umtastung der Subträger **16** und **17** entspricht einer 2-FSK Modulation. In jedem OFDM Symbol wird genau einer dieser Subträger mit Null und der andere mit einem der komplexen Symbole  $C_{e,i}$  belegt. Die Subträger **14, 15, 18, 19** werden jeweils mit Null belegt. Die Erfindung legt eine im Empfänger bekannte Zeit  $t_A > 0$  fest, die zwischen der eventuellen Ausstrahlung des Einträgetestsignals und der nachfolgenden Ausstrahlung des Mehrträgetestsignals liegt.

Mittels des Einträgetestsignals mißt der Empfänger zuerst den Symboltakt des OFDM Signals durch ständiges schmalbandiges Auswerten des/der empfangenen OFDM Subträger, der/die zur Übertragung der Sequenz  $C_{e,i}$  verwendet wird/werden. Dies erfolgt nach bekannten Verfahren, z. B. dem early-late Synchronisationsverfahren im Falle von 2-FSK. Dann erfolgt eine Messung des Ankunftszeitpunktes  $p_e$  der Symbolsequenz  $C_{e,i}$  durch laufende Korrelation. Die Erkennung dieser Sequenz zum Zeitpunkt  $p_e$  ist ein Zeichen dafür, daß das Mehrträgetestsignal zum Zeitpunkt  $(p_e + t_A)$  eintrifft. In einem Zeitfenster um diesen Zeitpunkt muß dann das Messen und Auswerten des Mehrträgetestsignals erfolgen. Dieser erfindungsgemäße Ansatz spart Rechenaufwand beim Synchronisationsablauf mittels des Mehrträgetestsignals zur Bestimmung des Anfangs des Datenblocks, wenn der Empfänger keinerlei Vorkenntnis über den zeitlichen Bezug hat.

In einem zweiten Verfahrensschritt wird eine grobe Messung des Anfangs des Datenblocks durch ein Mehrträgetestsignal (OFDM Testsignal) durchgeführt.

Das OFDM Testsignal  $a(t)$ ,  $0 \leq t < 2T_S$ , im Basisband besteht aus zwei zusammenhängenden identischen Signalformen  $c(t)$ ,  $0 \leq t < T$  denen ein gemeinsames Schutzintervall der Dauer  $2T_G$  vorgesetzt wird. Dieses verdoppelte Schutzintervall ist gleich dem Signalabschnitt  $c(t)$  mit  $0 < T - 2T_G \leq t < T$ . Die zeitliche Struktur des OFDM Testsignals ist in **Abb. 3** dargestellt. Das Signal  $c(t)$  wird folgendermaßen erzeugt:

$$c(t) = \sum_{k \in I_M} C_k e^{j2\pi f_k t}, \quad 0 \leq t < T \quad (3)$$

und digital durch eine IFFT aus dem Symbolblock  $c_1 = (C_k | k \in I_M)$  berechnet.  $c_1$  enthält eine periodisch erweiterte differenziell kodierte komplexe Trainingssequenz:

$$Q_k, k = 0, \dots, L-1 \quad (4)$$

mit konstanter Amplitude und sehr guten zyklischen Autokorrelationseigenschaften dar. Es handelt sich dabei um eine beliebige Folge der endlichen Länge  $L$ , deren zyklische Autokorrelation für gegeneinander verschobene Sequenzen einen kleinen Wert im Vergleich zu  $L$  hat (z. B. den Wert 1). Für eine einfache Signalverarbeitung im Empfänger ist es günstig, eine binäre Folge  $Q_k$  zu verwenden.

Die Folge  $Q_k$  wird auf beiden Seiten um  $\theta$  Symbole periodisch erweitert, wo  $\theta$  den Meßbereich des betragsmäßig maximalen Trägerfrequenzversatz als ganzzahliges Vielfaches von  $F_A$  festlegt. Es entsteht die Sequenz:

$$Q_k^{(2)} = Q_{(k+L-\theta) \bmod L}, k = 0, \dots, L-1 + 2\theta \text{ mit } L + 2\theta \geq M-1 \quad (5).$$

Um relativ kleine Amplitudenschwankungen des Signals  $c(t)$  zu bekommen ist es günstig, daß  $L+2\theta$  nicht viel größer als  $L$  und nicht viel kleiner als  $(M-1)$  ist. Es ist möglich  $L+2\theta = (M-1)$  zu wählen. Falls  $L+2\theta < (M-1)$  ist es weiterhin günstig, die restlichen  $(M-1-L-2\theta)$  Subträger aus  $I_M$  mit beliebigen komplexen Symbolen gleicher Amplitude zu belegen, so daß die Amplitudenschwankungen von  $c(t)$  klein sind. Dies ist für die Vermeidung von negativen Nichtlinearitätseffekten auf der Übertragungsstrecke besonders vorteilhaft. Zu diesem Zweck wird folgende beliebige und im Empfänger bekannte komplexe Symbolfolge  $X_k$  der Mindestlänge Eins definiert:

$$X_k, k = 0, \dots, M_r-1 \text{ mit } M_r = (M-L-2\theta) \quad (6).$$

Weiterhin wird eine Symbolfolge  $Z_k$ ,  $k=0, \dots, M-2$  folgendermaßen gebildet:

1. Fall:  $(M-1) > L+2\theta$

$$Z_k = \begin{cases} X_{k+1} & , k = 0, \dots, ((M_r - 1) / 2) - 1 \\ Q_{k - \text{int}((M_r - 1) / 2)}^{(z)} & , k = \text{int}((M_r - 1) / 2), \dots, M - 2 - \text{round}((M_r - 1) / 2) \\ X_{k+1-M+M_r} & , k = M - \text{round}((M_r - 1) / 2) - 1, \dots, M - 2 \end{cases} \quad (7)$$

2. Fall:  $(M-1) = L+2\theta$

$$Z_k = Q_k^{(z)}, k = 0, \dots, M-2 \quad (8).$$

Mit  $\text{round}(\cdot)$  wird die kleinste ganze Zahl größer oder gleich  $\cdot$  bezeichnet.

Es wird durch differentielle Kodierung von  $Z_k$  eine Symbolfolge  $D_k, k=0, \dots, M-1$  gebildet:

$$D_k = \begin{cases} X_0 & , k = 0 \\ D_{k-1} Z_{k-1} & , k = 1, \dots, M-1 \end{cases} \quad (9)$$

Die Symbole  $D_k, k=0, \dots, M-1$  werden auf die Subträgersymbole  $C_k, k \in I_M$  abgebildet.

Diese Abbildung erfolgt durch die Relation:

$$C_{[k]} = D_k, k \in I_M \quad (10).$$

$[\cdot]$  bezeichnet dabei das Element aus  $I_M$  mit der Position  $\cdot$ .

Im Ausführungsbeispiel wird eine binäre Folge  $Q_k$  der Länge  $L=35$  für Subträgerzahl  $M=49$  und einen maximalen ganzzahligen Trägerfrequenzversatz von betragsmäßig  $\theta=4$  verwendet. Eine mögliche Symbolfolge  $Z_k$  vor differentieller Kodierung ist in der nachfolgenden Tabelle gemäß Gl. (5) und (7) dargestellt.

K	0	1	2	3	4	5	6*	7	8	9	10	11	12
$Z_k$	$X_1$	$X_2$	1	-1	1	-1	1	1	1	1	-1	1	1

K	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
$Z_k$	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	-1

K	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	37	38	39
$Z_k$	-1	-1	1	-1	1	1	-1	1	1	-1	1	-1	1

K	40*	41	42	43	44	45	46	47
$Z_k$	-1	1	1	1	1	$X_3$	$X_4$	$X_5$

Mit \* sind die Grenzen der entsprechenden Folge  $Q_k$  gekennzeichnet. Es gilt  $M_r=6$ . Die Symbole  $X_k, k=0, \dots, 5$  werden z. B. mit Rechnersimulation auf minimale zeitliche Schwankungen des Betrags des OFDM Testsignals optimiert.

Die grobe Bestimmung des Anfangs eines Datenblocks durch das Mehrträgetestsignal beruht auf der Tatsache, daß, beim Empfang des Mehrträgetestsignals zum Zeitpunkt Null, dieses Empfangssignal  $a_k(t)$  einen ISI-Anteil für  $0 < t < T_G$  und einen ISI-freien Anteil für  $T_G < t < 2T_S$  enthält. Im weiteren sei angenommen, daß  $T_G$  durch  $G$ , und  $T$  durch  $N$  Abtastwerte im digitalen Empfänger dargestellt wird.

Durch eine Kreuzkorrelation über  $N$  komplexe Abtastwerte zwischen zwei lückenlos empfangenen Signalabschnitten der Gesamtdauer  $2N$  erhält man eine Korrelationsmetrik. Diese Korrelationsmetrik wird für jeden ankommenden Abtastwert neu berechnet. Für einen Zeitabschnitt über mindestens  $G$  Abtastwerte ergibt sich ein fast konstanter Metrikwert. Bei einer laufenden Berechnung der Korrelationsmetrik erfolgt innerhalb dieser  $G$  Abtastwerte die grobe Bestimmung des Anfangs vom Datenblock. In diesem Bereich wird dabei eine Position  $p_g$  desjenigen Abtastwertes als Ergebnis ausgegeben, wo die Korrelationsmetrik unter allen berechneten Metrikwerten innerhalb eines zeitlich bekannten Suchfensters minimal oder maximal ist. Der Wert  $p_g$  dient als grobe Schätzung für die zeitliche Lage des Mehrträgetestsignals im Empfänger. Weil dieses Testsignal eine bekannte Länge hat, bestimmt  $p_g$  auch den groben Anfang des ersten Symbols

des Datenblocks. Die Bestimmung des Anfangs vom Datenblock wird im Verfahrensschritt 7 verfeinert.

Im Ausführungsbeispiel wird eine als einer der angegebenen Quellen bekannte laufende Metrik aus den gespeicherten komplexen Abtastwerten des Empfangssignals  $r(l)$  für jede Abtastzeit  $n$  innerhalb eines Zeitfensters  $[n_1, n_2]$  berechnet:

$$Metrik(n) = \sum_{l=0}^{N-1} \left( |r(n-l)|^2 + |r(n-l-N)|^2 \right) - 2 \left| \sum_{l=0}^{N-1} r(n-l) r^*(n-l-N) \right|, n \in [n_1, n_2]$$

Der Wert  $p_g$  ergibt sich aus:

$$p_g = \min_{n \in [n_1, n_2]} (Metrik(n))$$

unter der Annahme, daß ein Empfangssignal tatsächlich vorliegt (keine Sendepause).  $p_g$  stellt z. B. eine Speicheradresse dar. Alternativ dazu, kann erfindungsgemäß eine suboptimale Metrik verwendet werden, die aber sehr recheneffizient realisiert werden kann:

$$Metrik(n) = \left| \sum_{l=0}^{N-1} r(n-l) r^*(n-l-N) \right|^2, p_g = \max_{n \in [n_1, n_2]} (Metrik(n)) \quad (11)$$

In Kombination mit Verstärkungskontrolle im Empfänger (gain control, GC) ist diese Metrik auch bei Sendepausen im Suchfenster gut geeignet.

In einem dritten Verfahrensschritt wird eine Isolation eines Testsignals und Schätzung des feinen Trägerfrequenzversatzes, d. h. des Trägerfrequenzversatzes, der betragsmäßig kleiner als der halbe Subträgerabstand ist, durchgeführt.

Nachdem der Wert  $p_g$  vorliegt, wird aus dem erkannten empfangenen digitalen Mehrträgertestsignal  $a_l(n)$  das Teilsignal:

$$b(n) = a_l(n + p_g + \delta) \text{ für } n = 0, \dots, 2N-1 \quad (12)$$

isoliert.  $\delta$  ist eine ganze Zahl, die die Position des Vektors  $b(n)$  zusätzlich definiert und auch zu Null gesetzt werden kann. Dieser Verarbeitungsablauf ist vereinfacht in **Abb. 4** dargestellt. Die erfindungsgemäße Isolation von  $b(n)$  hat zum Vorteil, daß  $b(n)$  mit großer Wahrscheinlichkeit keine Abtastwerte mit ISI-Anteilen enthält. Vorteilhaft ist weiterhin, daß auch wenn einige wenige Abtastwerte von  $b(n)$  ISI-Rauschen enthalten, trotzdem ein sehr genauer Schätzwert für den feinen Frequenzversatz ermittelt werden kann.

Der Schätzwert  $\alpha$  des feinen Trägerfrequenzversatzes wird durch eine Berechnung über  $2K < 2N$  Abtastwerte des Signals  $b(n)$  geliefert. Ein aus den angegebenen Quellen bekanntes Verfahren dafür ist:

$$\alpha = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left( \frac{\operatorname{Im} \left( \sum_{n=0}^{K-1} b^*(n) b(n+N) \right)}{\operatorname{Re} \left( \sum_{n=0}^{K-1} b^*(n) b(n+N) \right)} \right), \text{ Re - Realteil, Im - Imaginärteil.} \quad (13)$$

Es gilt die Relation  $\alpha = f_v / F_\Delta$  wo  $f_v$  der absolute Trägerfrequenzversatz in Hz ist. Der Trägerfrequenzversatz wird normiert auf den Subträgerabstand als Ergebnis berechnet.

Vorteilhafterweise liegt die Summe im Zähler und Nenner von Gl. (13) bereits im zweiten Verfahrensschritt vor.

In einem vierten Verfahrensschritt wird eine digitale Frequenzkorrektur des feinen Trägerfrequenzversatzes und Berechnung einer FFT durchgeführt.

Der Schätzwert  $\alpha$  steuert dabei einen digitalen Oszillator, der das Signal  $e^{-j2\pi\alpha n / N_{FFT}}$ ,  $n=0, \dots, N_{FFT}-1$ , erzeugt.  $N_{FFT}$  ist die FFT-Länge für die Demodulation des OFDM Signals. Es gilt  $N=rN_{FFT}$ , wo  $r$  eine positive ganze Zahl ist, die den Überabtastungsfaktor im Empfänger darstellt.

Aus dem Teilsignal  $b(n)$  wird dann ein weiteres Signal:

$$c(n) = b(n + \gamma), n = 0, \dots, N_{FFT}-1, \gamma \text{ beliebige ganze Zahl mit } G < \gamma < N, \quad (14)$$

isoliert. Dieser Verarbeitungsablauf ist in **Abb. 4** dargestellt. Vorteilhaft ist  $\gamma=N/2$  zu setzen. Das Signal  $c(n)$  enthält dank des zeitlichen Versatzes  $\gamma$  nur Abtastwerte aus  $a_l(n)$  ohne ISI-Anteile.

Das Signal  $c(n)$  wird mit dem vom digitalen Oszillator erzeugten Signal multipliziert und dem FFT-Baustein zugeführt. Danach wird eine  $N_{FFT}$ -FFT berechnet. Dieser Verarbeitungsablauf ist in **Abb. 4** vereinfacht dargestellt. Die FFT liefert die Werte  $C^1_k$ . Ein Vorteil der Erfindung ist es, daß wegen der Frequenzkorrektur mit dem digitalen Oszillator die FFT Werte  $C^1_k$  kein Rauschen durch Subträgerinterferenz enthalten, was besonders günstig für die weiteren Synchronisationsabläufe ist.

In einem fünften Verfahrensschritt wird eine Isolation und Phasenkorrektur eines Testvektors aus den FFT Werten durchgeführt.

Die Werte  $C^1_k$  unterscheiden sich von den FFT Werten, die aus dem ersten empfangenen OFDM Nettosymbol (**Abb.**

3) des OFDM Testsignals zum richtigen Zeitpunkt berechnet würden, lediglich durch eine Phasenverschiebung um  $(\phi_k + 2\pi\gamma k/N_{FFT})$ , wo  $\phi_k$  der Phasenfehler durch Ungenauigkeit der Schätzung  $p_g$  ist. Es werden nur  $M$  Werte  $C^1_k$  benötigt, nämlich die mit Indizes aus  $I_M$ . Es erfolgt eine Isolation dieser  $M$  FFT Werte um den Vektor  $d_1$  mit den Elementen  $D^1_k$  zu erhalten:

$$d_1 = (D^1_k | k = 0, \dots, M-1) = (C^1_k | k \in I_M) \quad (15).$$

Dieser Verarbeitungsablauf ist in **Abb. 5** dargestellt. Für die weiteren Synchronisationsabläufe ist es günstig, den Phasenfehler  $2\pi\gamma k/N_{FFT}$  der Symbole  $C^1_k$  zu eliminieren. Jedes dieser Symbole wird deshalb mit  $e^{-j2\pi\gamma k/N_{FFT}}$  multipliziert. So entsteht der phasenkorrigierte Vektor  $d_2$  mit den Elementen  $D^2_k$ :

$$d_2 = (D^2_k | k = 0, \dots, M-1) = (C^1_k e^{-j2\pi\gamma k/N_{FFT}} | k \in I_M) \quad (16).$$

Dieser Verarbeitungsablauf ist in **Abb. 5** auch dargestellt. Falls erfindungsgemäß  $\gamma = N/2$  gewählt wird, gilt vorteilhaftweise die einfache Multiplikation:

$$d_2 = (C^1_k (-1)^k | k \in I_M).$$

In einem sechsten Verfahrensschritt wird eine Isolation eines Testvektors und Schätzung des ganzzahligen Trägerfrequenzversatzes, d. h. des Trägerfrequenzversatzes, der betragsmäßig ein Vielfaches des Subträgerabstandes ist, durchgeführt.

Es wird dabei ein Schätzvektor  $z_1$ , bestehend aus der komplexen Symbolfolge  $Z^1_k$ , durch die differentielle Dekodierung von  $D^2_k$  gebildet:

$$z_1 = (Z^1_k = \text{conj}(D^2_k) D^2_{k+1} | k = 0, \dots, M-2) \quad (17)$$

wo  $\text{conj}(\cdot)$  der konjugiert komplexe Wert von  $\cdot$  bezeichnet.

Zur Schätzung des ganzzahligen Trägerfrequenzversatzes wird nun im Schätzvektor die Position der Trainingssequenz  $Q_k$  gesucht. Deren Anfang  $k_0$  liegt ohne ganzzahligen Frequenzversatz bei:

$$k_0 = \text{int}((M-1)/2) + 2\theta \quad (18).$$

Die erfindungsgemäße Lösung bestimmt den ganzzahligen Trägerfrequenzversatz zwischen Sender und Empfänger indem  $(2\theta+1)$  Korrelationen  $M_i$ ,  $i = -\theta, -\theta+1, \dots, \theta-1, \theta$  nach dem folgenden Verfahren berechnet werden:

$$M_i = \sum_{l=0}^{L-1} Z^1_{l+k_0+i} \text{conj}(Q_l), \quad i = -\theta, \dots, \theta \quad (19)$$

Der ganzzahlige Frequenzversatz in wird gleich dem Wert  $i$ , der dem maximalen Korrelationsbetrag  $|M_i|$  entspricht, gesetzt:

$$m = \max_{i \in [-\theta, \theta]} (|M_i|) \quad (20)$$

Dieser Verarbeitungsablauf ist in **Abb. 6** dargestellt.

In einem siebenten Verfahrensschritt wird eine Isolation eines Testvektors und Schätzung des verbleibenden Zeitversatzes zum richtigen Anfang des Datenblocks, d. h. feine Schätzung des Anfangs des OFDM Datenblocks, durchgeführt.

Die erfindungsgemäße feine Schätzung des Symbolanfangs vom ersten Datensymbol erfolgt nach Kenntnis von in gemäß dem Verfahren:

$$p_f = \frac{N_{FFT}}{2\pi} \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im} \left( \sum_{l=0}^{M-2} Z^1_{l+m} \text{conj}(Z_l) \right)}{\text{Re} \left( \sum_{l=0}^{M-2} Z^1_{l+m} \text{conj}(Z_l) \right)} \right) \quad \text{wo } Z^1_k = 0 \text{ für } k < 0 \text{ und } k > (M-2) \text{ gesetzt wird} \quad (21)$$

Der Ansatz für diesen Verarbeitungsablauf ist in **Abb. 6** dargestellt. Die Schätzung  $p_f$  besitzt eine vom Kanal abhängige geringe Ungenauigkeit  $\lambda > 0$ , die durch entsprechende sendeseitige Verlängerung des Schutzintervalls  $T_G$  kompensiert wird.

In einem achten Verfahrensschritt wird eine Berechnung des Anfangs des ersten OFDM Datensymbols anhand der Ergebnisse vom Schritt 2 und 7 durchgeführt.

Der exakte Anfang  $\Delta$  des ersten OFDM Symbols des empfangenen Datenblocks' ergibt sich erfindungsgemäß durch die korrigierte Addition von  $p_g$  und  $p_f$ .

$$\Delta = p_g + r(p_f + 2N_{FFT} - \lambda) \quad (22)$$

wo  $\text{int}(\Delta)$  als Adresse im Speicher für komplexe Abtastwerte des Empfangssignals verwendet wird und auf die exakte Position vom ersten Abtastwert des ersten Datensymbols des Datenblocks zeigt. Der Wert A kann auch als Regelgröße zur Steuerung des Abtasttaktes der Analog-Digital-Wandler im Empfänger dienen.

In einem neunten Verfahrensschritt wird eine Berechnung des Trägerfrequenzversatzes zwischen Sender und Empfänger anhand der Ergebnisse vom Schritt 3 und 6 durchgeführt.

Der gesamte auf den Subträgerabstand normierte Trägerfrequenzversatz  $\epsilon$  zwischen Sender und Empfänger ergibt sich erfindungsgemäß durch die Addition von  $m$  und  $\alpha$ :

$$\epsilon = m + \alpha \quad (23).$$

Dieser Schätzwert wird für eine digitale Frequenzkorrektur oder eine Nachregelung der Frequenzsynthese im Empfänger verwendet.

Der gesamte erfindungsgemäße Verarbeitungsablauf mit der Reihenfolge der einzelnen Verfahrensschritte ist in Abb. 1 dargestellt. Die entsprechende Anordnung ist in Abb. 7 dargestellt.

#### Patentansprüche

1. Verfahren zum Empfang eines Mehrträgersignals, insbesondere für eine einmalige Übertragung eines Datenblocks, wobei ein Mehrträgeretestsignal mit periodischem zeitlichem Aufbau zusammen mit dem Datenblock ausgesendet wird, und dieses Mehrträgeretestsignal zur kombinierten Messung vom Anfang des ersten Datensymbols des Datenblocks und von einem eventuellen Trägerfrequenzversatz zwischen Sender und Empfänger nach der Gesamtheit folgender nacheinander ausgeführter Verfahrensschritte in einem digitalen Empfänger verwendet wird:
  - a) grobe Messung vom Anfang des Datenblocks durch die Auswertung des Mehrträgeretestsignals, ohne daß eine FFT dabei berechnet wird;
  - b) Bestimmung des eventuell vorhandenen feinen Trägerfrequenzversatzes zwischen Sender und Empfänger durch die Isolation und Auswertung eines Teils des periodischen Mehrträgeretestsignals, ohne daß eine FFT dabei berechnet wird;
  - c) Isolation und digitale Frequenzkorrektur von  $N_{\text{FFT}}$  Abtastwerten aus dem periodischen Mehrträgeretestsignal und Berechnung einer FFT der Länge  $N_{\text{FFT}}$  aus diesen Werten;
  - d) Isolation und eventuell Phasenkorrektur eines Testvektors  $d_1$  der Länge  $M < N_{\text{FFT}}$  aus den berechneten FFT Werten;
  - e) Berechnung eines Testvektors  $z_1$  der Länge  $(M-1)$  durch differentielle Dekodierung des eventuell phasenkorrigierten Testvektors  $d_1$ ;
  - f) Messung von einem eventuellen vorhandenen ganzzahligen Trägerfrequenzversatz zwischen Sender und Empfänger mit Maximalwert von betragsmäßig  $\theta$  Subträgerabständen durch Isolation von zumindest  $(L+2\theta)$  Werten aus  $z_1$  und Durchführung von  $(2\theta+1)$  Korrelationen mit einer zugrunde liegenden bekannten Trainingssequenz  $Q_k$  der Länge  $L$ ;
  - g) feine Messung vom Anfang des Datenblocks zumindest durch Korrelation des Testvektors  $z_1$  mit einer zugrunde liegenden bekannten Trainingssequenz der Maximallänge  $(M-1)$ , die  $Q_k$  als Teilsequenz enthält;
  - h) exakte Bestimmung vom Anfang des ersten Datensymbols im Datenblock durch Kombination der Ergebnisse nach a) und g) gemäß Gl. (22);
  - i) exakte Bestimmung des gesamten Trägerfrequenzversatzes zwischen Sender und Empfänger durch Kombination der Messungen nach b) und f) gemäß Gl. (23).
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die grobe Messung vom Anfang des Datenblocks zusätzlich und zuerst durch die Auswertung eines Einträgeretestsignals erfolgt, wobei das Einträgeretestsignal vor dem Mehrträgeretestsignal im Abstand von einer im Empfänger bekannten Zeit  $t_A$  abgestrahlt wird.
3. Verfahren nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß das Einträgeretestsignal durch eine Gruppe benachbarter Subträger des Mehrträgerübertragungssystems erzeugt wird, wobei mindestens ein Subträger dieser Gruppe zur Übertragung einer im Empfänger bekannten komplexen Symbolfolge endlicher Länge dient und die anderen Subträger mit Null zwecks Frequenztrennung belegt sind.
4. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß dem Mehrträgeretestsignal ein Symbolblock  $c_1$  mit der Länge  $M$  differentiell kodierter Symbole, zugeordnet wird, so daß:
  - a)  $c_1$  in einem zusammenhängenden Abschnitt die beidseitig periodisch erweiterte Trainingssequenz  $Q_k$  konstanter Amplitude mit der Länge  $L$  und sehr guter periodischer Autokorrelation enthält;
  - b) die Länge der periodischen Erweiterung auf jeder Seite der Trainingssequenz gleich mindestens dem betragsmäßig größtmöglichen ganzzahligen Trägerfrequenzversatz  $\theta$  zwischen Sender und Empfänger ist;
  - c)  $c_1$ , auch eine zweite Trainingssequenz, bestehend aus beliebigen Symbolen der gleichen konstanten Amplitude, enthalten kann, die die periodisch erweiterte Trainingssequenz  $Q_k$  beidseitig umrandet.
5. Verfahren nach Anspruch 4 zur Erzeugung eines Mehrträgeretestsignals, dadurch gekennzeichnet, daß:
  - a) der Symbolblock  $c_1$  durch eine IFFT verarbeitet wird;
  - b) der IFFT Ausgangsvektor durch periodische Wiederholung auf die doppelte Länge fortgesetzt wird;
  - c) das in b) gewonnene periodische Signal mit einem Schutzintervall als Vorsatz versehen wird, wobei das Schutzintervall eine Kopie vom Endteil dieses Signals darstellt und die doppelte so lang ist wie das Schutzintervall  $T_G$  in jedem Datensymbol des Mehrträgerübertragungssystems
6. Verfahren nach Anspruch 1 f) und 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Bestimmung des ganzzahligen Trägerfrequenzversatzes zwischen Sender und Empfänger nach der Berechnung einer FFT und durch folgende Verfahrensschritte erfolgt:
  - a) bei jeder der  $(2\theta+1)$  Korrelationen wird ein Vektorabschnitt der Länge  $L$  aus dem Testvektor  $z_1$  isoliert und



- mit der konjugiert komplexen Trainingssequenz  $Q_k$  elementweise multipliziert;
- b) das erste Element des Vektorabschnittes für die erste Korrelation hat die Position  $(k_0 - \theta)$ , wo  $k_0$  der Position des ersten Symbols von  $Q_k$  im Symbolblock  $c_1$  des Mehrträgertestsignal entspricht;
- c) die isolierten Vektorabschnitte zweier aufeinanderfolgende Korrelationen überlappen sich um jeweils  $(L-1)$  Elemente;
- d) aus den berechneten  $(2\theta+1)$  Korrelationsergebnissen, wird dasjenige mit dem maximalen Betrag bestimmt;
- e) die ganzzahlige Abweichung von  $k_0$  der Anfangsposition des Vektorabschnittes, der das Korrelationsergebnis mit dem maximalen Betrag liefert, wird zur Bestimmung des ganzzahligen Trägerfrequenzversatzes verwendet
7. Verfahren nach Anspruch 1 g), 4 und 6, dadurch gekennzeichnet, daß die feine Bestimmung des Anfangs des Datenblocks nach der Berechnung einer FFT, durch eine Korrelation des Testvektors  $z_1$  mit dem um einen eventuell festgestellten ganzzahligen Versatz verschobenen, differentiell dekodierten und nachfolgend komplex konjugierten Symbolblock  $c_1$ , und durch Berechnung des Winkels des so gewonnenen Korrelationsergebnisses durchgeführt wird.
8. Verfahren nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß das benötigte Schutzintervall in jedem Symbolsignal des Mehrträgerübertragungssystems um mindestens die Ungenauigkeit der feinen Bestimmung des Anfangs des Datenblocks sendeseitig verlängert wird.
9. Ein Verfahren nach Anspruch 1 a) und 2 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß für jeden Abtastwert des Empfangssignals innerhalb einer endlichen Anzahl von Abtastwerten eine Metrik gemäß Gl. (11) berechnet wird, und nach Empfang aller dieser Abtastwerte die maximale aller berechneten Metriken zur groben Bestimmung des Anfangs vom Datenblock verwendet wird.
10. Eine Anordnung für ein Verfahren nach den obengenannten Ansprüchen, die zumindest aus einer Vorrichtung zur Berechnung der FFT, einem Speicher für FFT Werte und Ergebnisse der Verarbeitungsabläufe, einem komplexen Multiplizierer/Addierer, mindestens je einer Vorrichtung zur Berechnung von  $\tan^{-1}$ , Wurzelberechnung und digitale Frequenzsynthese und mindestens je einer Vorrichtung zur Isolation, differentieller Dekodierung und Korrelation für die jeweilige Testsequenz besteht, sowie eventuell zumindest einem komplexen Vektormultiplizierer und einem komplexen Vektoraddierer, und die folgende Schaltungsstruktur gemäß Abb. 7 aufweist:
- 10.1 Mehrfache Nutzung eines und desselben Bausteins in unterschiedlichen Verfahrensschritten ist vorgesehen;
- 10.2 Ein Multiplizierer für jeweils zwei komplexe Abtastwerte  $r(l)$  und  $r(l-N)$  des Empfangssignals ist an mindestens einen FIFO (First-In-First-Out) Speicher F1 geschaltet;
- 10.3 Ein Akkumulator A1 erhält Eingabewerte aus zumindest dem Eingang und dem negierten Ausgang des FIFO Speichers F1 und schreibt die berechneten Ergebnisse in einen Speicher S1;
- 10.4 Eine Vorrichtung V1 zur Wurzelberechnung oder Berechnung vom Betragsquadrat ist an den Akkumulator A1 geschaltet;
- 10.5 Eine Recheneinheit für Berechnung von Metriken der zeitlichen Synchronisation erhält Eingabewerte aus zumindest der Vorrichtung V1 und schreibt die berechneten Metriken in einen Metrikspeicher MS;
- 10.6 Eine Vorrichtung zur Suche nach Maximal- oder Minimalwert ist an den Speicher MS geschaltet, adressiert den Speicher S1 und steuert zumindest eine Vorrichtung zur Berechnung von  $\tan^{-1}$ , die an den Speicher S1 geschaltet ist, sowie einen Isolator I1 von einem Testsignal;
- 10.7 Eine Vorrichtung für die Vektormultiplikation vom Testsignal aus dem Isolators I1 mit der Ausgabe einer Vorrichtung zur digitalen Frequenzsynthese – die letzte von einer Vorrichtung zur Berechnung von  $\tan^{-1}$  gespeist – liefert Eingabewerte für die FFT Vorrichtung;
- 10.8 Der Speicher S2 für FFT Werte ist an einen Isolator I2 von einem Testvektor geschaltet;
- 10.9 Eine Vorrichtung zur Vektormultiplikation vom Testvektor des Isolators I2 mit der Ausgabe eines ROM (Read Only Memory) ist an eine Vorrichtung zur differentiellen Dekodierung geschaltet, deren Ergebnisse in einen Speicher S3 geschrieben werden;
- 10.10 Der Speicher S3 ist an einen Isolator I3 geschaltet, der Testvektoren für die Korrelationen mit einer Trainingssequenz  $Q_k$  vorbereitet. Der Ausgang vom Isolator I3 ist an eine Vorrichtung zur Vektormultiplikation mit einem ROM Trainingsvektor, bestehend aus den Werten  $\text{conj}(Q_k)$ , geschaltet. Die Norm der berechneten Vektoren wird aus einer Vorrichtung zur Betragsbildung in einen Speicher S4 geschrieben;
- 10.11 Eine Vorrichtung für suche nach Maximalwert ist an den Speicher S4 und an eine Recheneinheit R2 zur Berechnung des exakten Trägerfrequenzversatzes  $\epsilon$  geschaltet;
- 10.12 Eine vom berechneten ganzzahligen Trägerfrequenzversatz gesteuerte Vorrichtung zur Vektormultiplikation ist an einen Isolator I4 von einem Testvektor aus dem Speicher S3 sowie an einen ROM für eine Trainingssequenz  $\text{conj}(Z_k)$  geschaltet, und der berechnete Vektor wird elementweise aufsummiert und einer Vorrichtung zur Berechnung von  $\tan^{-1}$  zugeführt, deren Ausgang an eine Recheneinheit R1 zur Berechnung der exakten Position A des ersten OFDM Symbols vom Datenblock geschaltet ist;
- 10.13 Die Recheneinheiten R1 und R2 bestehen aus mindestens einem reellen Multiplizierer mit einer Konstante sowie einem reellen Addierer und schreiben ihre Ergebnisse in einen Speicher für Ergebnisse der Synchronisation.

---

Hierzu 6 Seite(n) Zeichnungen

---

- Leerseite -

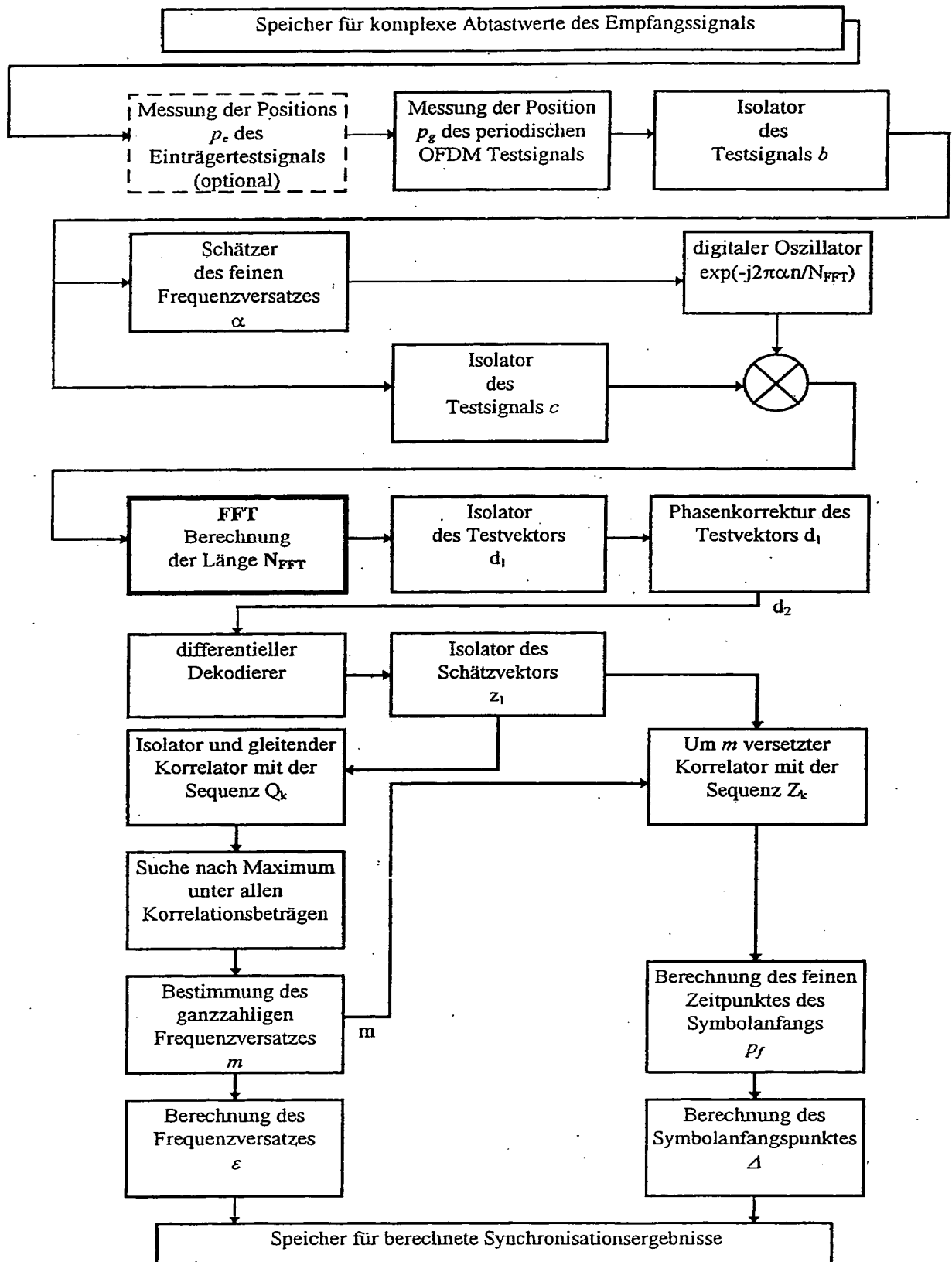


Abb. 1

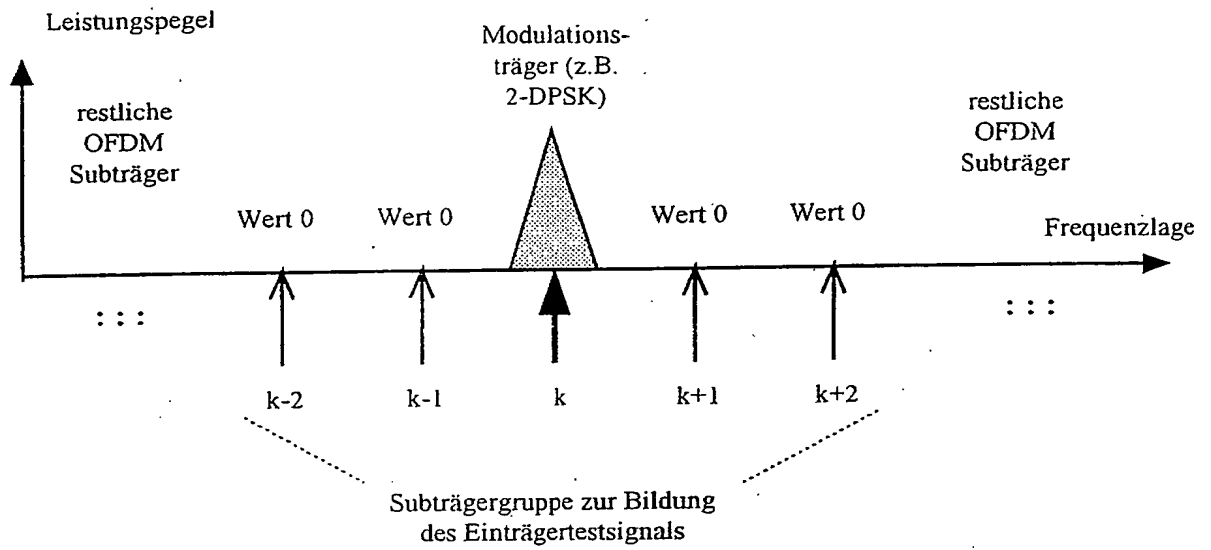


Abb. 2

Testsignal  $a(t)$

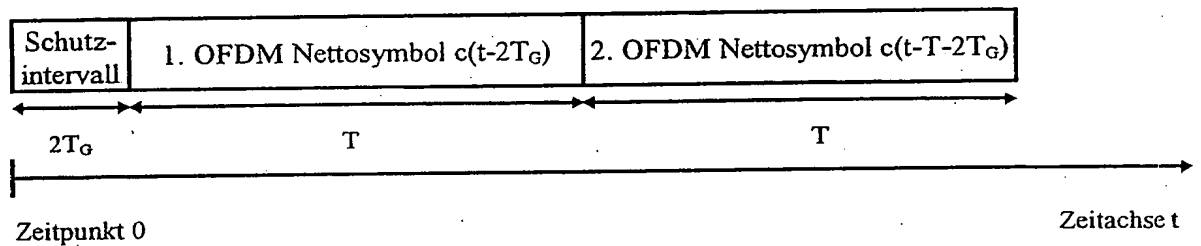


Abb. 3



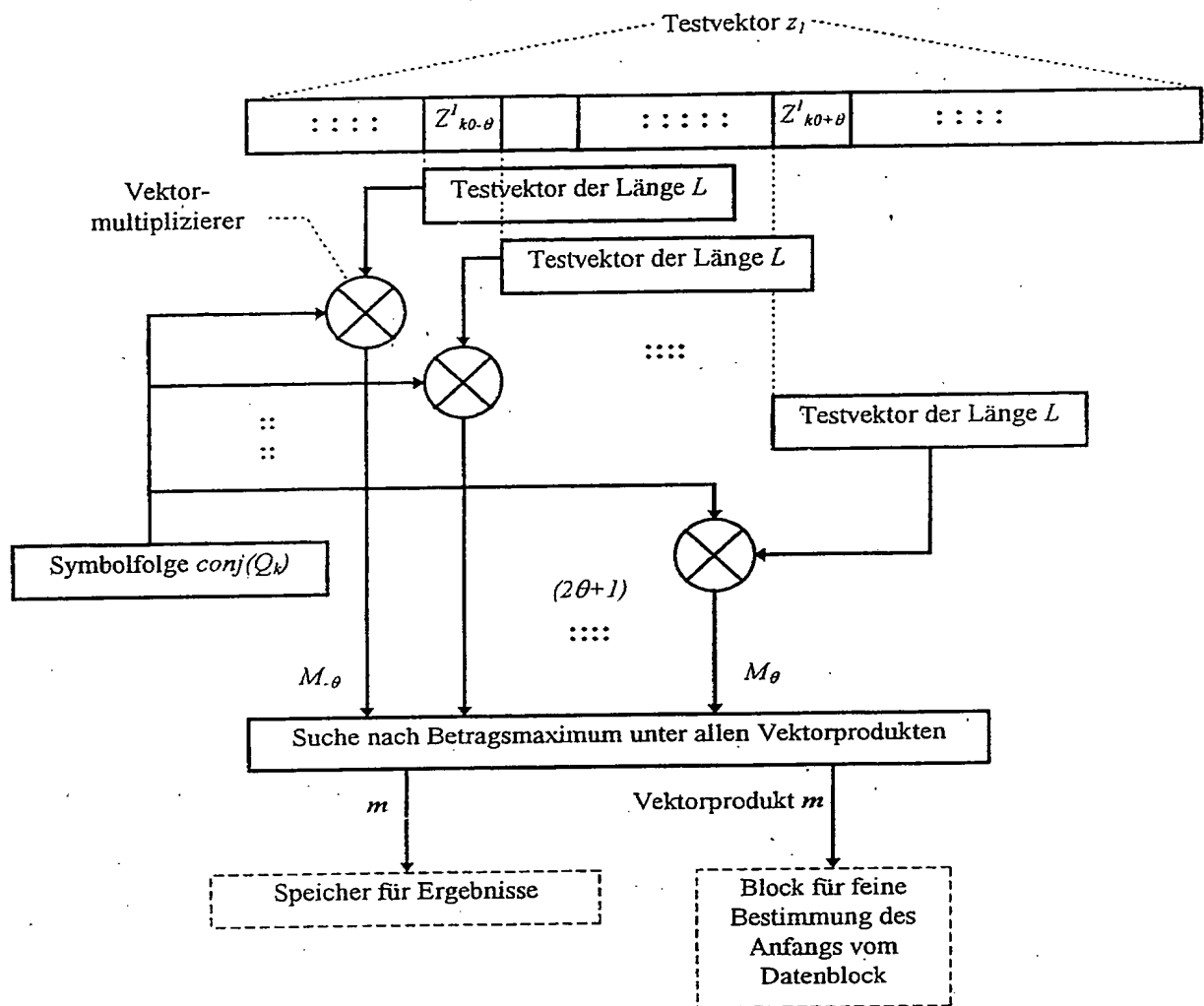


Abb. 6

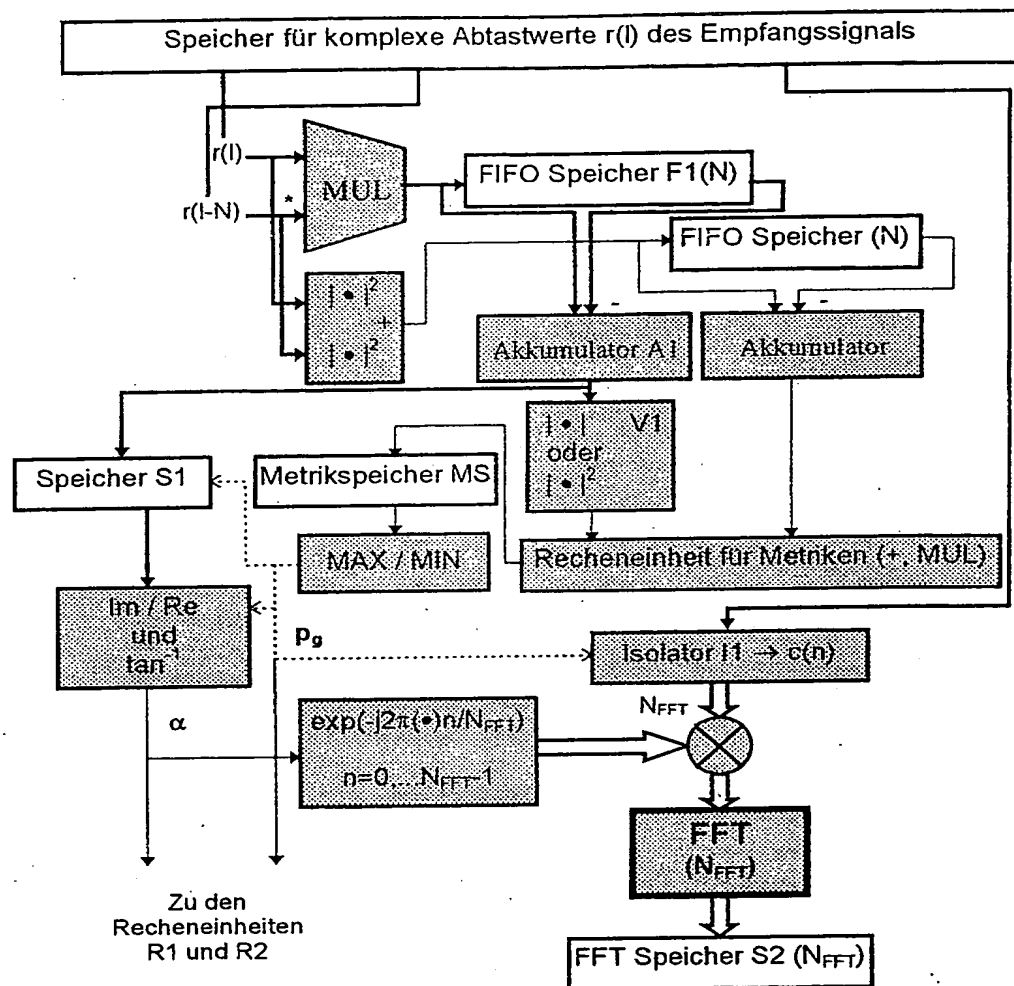
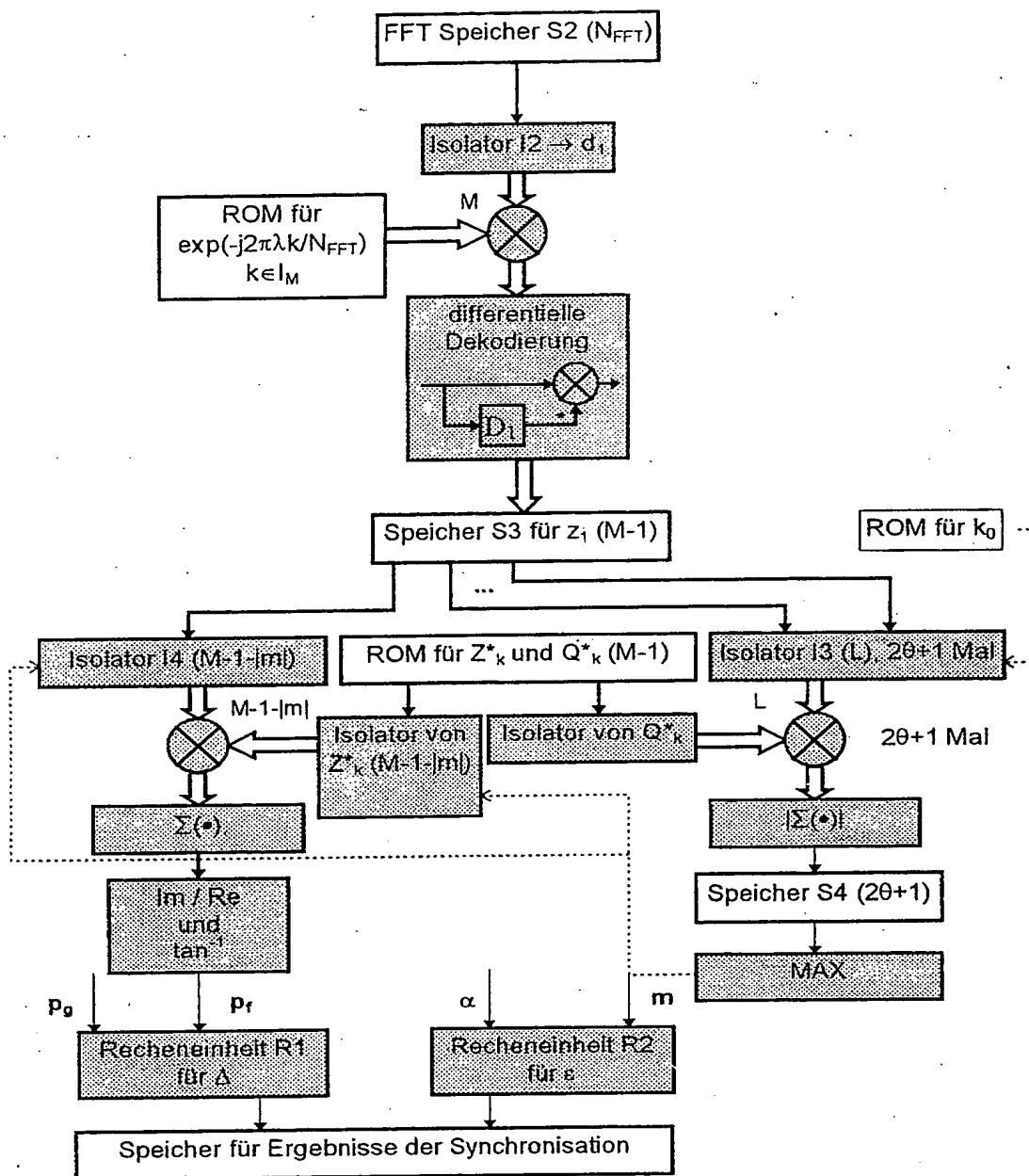


Abb. 7



Legende:

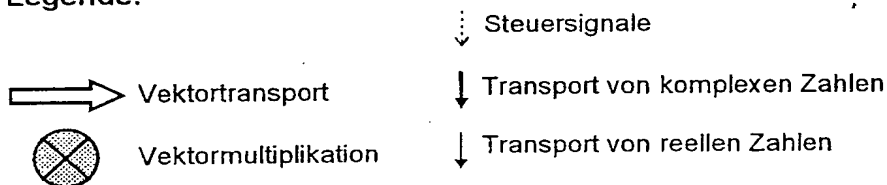


Abb. 7 (fortgesetzt)